

U 型 CCFL 置於 T8 燈管之光源研製 Development of Lighting Source with U-type CCFL in T8-Tube

張永農 林靖傑 楊子弘 方耀霆
Yong N. Chang Ching C. Lin Tzu H. Yang Yao T. Fang
國立虎尾科技大學電機工程學系

Department of Electrical Engineering, National Formosa University

摘要

本文置入 13 瓦 110 公分單 U 型燈管的 CCFL 於傳統 60 公分長的 T8 透明燈管內，為保有原來 18 瓦 T8 螢光燈管的照明能力，以高效能反光板置於燈管內部中央，使 CCFL 光源投射於同一方向，提高光源使用效率，以取代傳統之 T8-T12 的螢光燈光源。本文採用斷續脈波型(burst mode)的調光方法，使冷陰極燈管電壓斷續輸出，藉由燈管輸出電壓波形的間斷時間比達到調光的功能；本文充分利用傳統電磁式安定器之電感特性，以被動功因修正電路方式，只需在電路中加入電容，即可達到改善輸入特性，並獲得高的功率因電器性能。

關鍵字：冷陰極螢光燈，共振式換流器，數位調光，被動功因修正。

Abstract

In this thesis, 13 W, 110cm long CCFL are installed into a conventional T8 transparent tube with 60 cm in length. For retaining the original 18 W lighting capability, a well-performed reflection plate was installed at the center to project the emitting light of CCFL in the same direction to promote the lighting efficiency. The space between reflection plate and light tube is used to accommodate the CCFL driver circuit, thus inspiring the incentives of users to replace the conventional fluorescent lamp with CCFL. By utilizing burst mode dimming technique to regulate light output, the CCFL output voltage was intermittently outputted and the required dimming functions can be achieved. This research fully utilized the inductance of conventional magnetic ballast to accomplish power factor corrector by including appropriate capacitor. Accordingly, the input characteristics can be improved and high power factor performance can be achieved as well.

Keyword: Cold cathode fluorescent lamp (CCFL), resonant inverter, dimmer, passive power factor correction

I. 前言

目前室內照明以傳統螢光燈 40W 與 18W 為主流，一般來說越長之燈管在發光效率越佳，因此在一般室內照明 40W 之燈管使用較普遍[1-3]。不過用戶端因考慮裝潢及擺設之需求，在 18W(60cm)之設備也大量被使用。因傳統螢光燈仍需燈絲預熱發射電子，具燈絲的螢光燈管之生命週期皆偏低，成為壽命的一大隱憂。本文利用無預熱燈絲之 CCFL，在不更換原有 T8 之螢光燈管燈具的情況下，以 CCFL 取代原有的燈管。

市面上常見傳統螢光燈管徑從 T8 至 T12 均有，因燈管之燈座與燈腳設計相同，將可彼此互換，如汰換傳統螢光燈管與照明燈具，除了汰換燈具成本外，因可能影響室內裝潢等因素，將大幅降低一般室內照明使用者汰換照明設備的意願。本文將開發一 T8-CCFL 燈管，將 CCFL 光源裝置於傳統 T8 螢光燈管內，並使用 T8 透明燈管為外殼包裝，且將高效能反

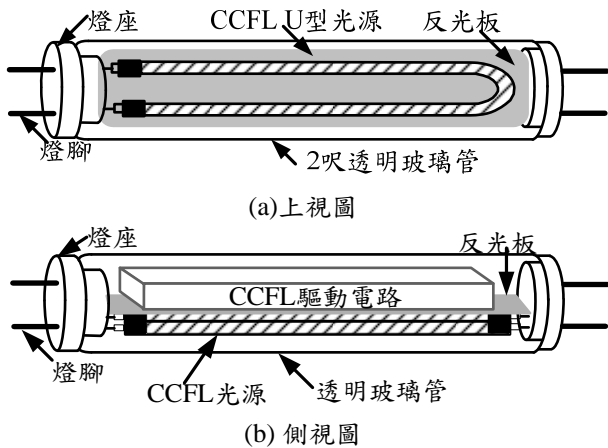
光板置於燈管內部中央，使 CCFL 光源投射於同一方向，提高光源使用效率。為能使 T8-CCFL 燈管直接裝設於傳統 T8 燈具之腳座與電磁式安定器，不需更換原有燈具，本文利用反光板背面與燈管之間僅存空間，置入 CCFL 驅動電路，縮小體積與成品且可提高用戶端裝設新型照明設備的意願。

本文置入 13 瓦 110 公分單 U 型燈管的 CCFL 於傳統 60 公分長的 T8 透明燈管內，為保有原來 18 瓦的發光能力，將以高效能反光板置於燈管內部中央，使 CCFL 光源投射於同一方向，提高光源使用效率。為能使 T8-單 U 型 CCFL 照明光源直接裝設於傳統含電磁式安定器 60cm T8 燈具之腳座，不需更換原有燈具，本文利用反光板背面與燈管之間僅存空間，置入 CCFL 驅動電路，縮小體積與成品且可提高用戶端裝設新型照明設備的意願，提高產品競爭力。

本文設計 13 瓦之 T8-單 U 管 CCFL 照明光源，可取代 T8 之傳統 60 公分長的 18 瓦螢光燈管，且將開發下列技術與功能：1.符合照明規範，在市電輸入之 90%與 110%額定輸入電壓，需符合冷陰極螢光燈之平均光輸出的 80%~115%之規範；2.利用 Class-D 諧振換流器技術，可減少開關切換損失。；3.具調光與節能之照明設備，採用斷續脈波型(burst mode)的調光方法，經由觸發信號的斷續導通方式，使冷陰極燈管電壓斷續輸出，藉由燈管輸出電壓波形的間斷時間比達到調光的功能；4.最佳化的電源驅動的控制設計，本文利用被動功因修正電路含電感與電容的 LC 濾波電路，並充分利用傳統電磁式安定器之特性，只需在電路中加入電容，即可達到改善輸入特性，並獲得較高的功率因電氣性能。

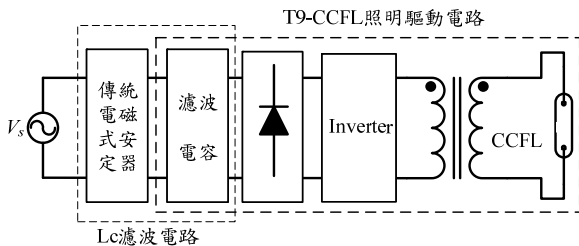
II. T8-單 U 管 CCFL 驅動電路

為提供節能且高效率之照明設備與改善傳統螢光燈之缺點，本文利用圖一(a)架構，以 CCFL 光源替代傳統 T8-18W 螢光燈，並使用不含螢光粉之 60cm 之 T8 透明燈管，將 CCFL 光源置於透明燈管內。由於傳統燈具之反光板投射於地面的燈管效率只有 70%，長時間的使用反射效率會降低。為改善傳統燈具反射效率差之癥結，本文利用高效能反光板，並將此反光板置於透明燈管內，經由反光板直接反射將可使 CCFL 光源投射於同一方向。本文利用 CCFL 驅動電路放置於透明燈管僅剩空間如圖一(b)所示，除了可降低體積外且不需在燈管外部外加驅動電路，更能使 T8-單 U 管 CCFL 照明光源直接裝設於傳統電磁式安定器。本文利用此方法不需汰換傳統燈具與安定器，可大幅降低汰換照明設備的成本。



圖一 T8-單 U 管 CCFL 照明光源之示意圖

圖二為 CCFL 電子式安定器之架構圖，本文利用圖二 CCFL 電子安定器放置 60cm 之 T8 透明燈管螢光燈僅剩空間，並含有傳統電磁式安定器，驅動 T8-單 U 管 CCFL 照明光源，除燈管外不需更換任何設施，即可替換。在換流器部份，本文採用 Class-D 半橋諧振式換流器，除了架構簡單以外，當設計切換頻率高於諧振頻率時，可使功率開關工作於零電壓切換。此外，諧振式換流器亦可取代啟動器點燈時所產生的高壓，在燈管穩定後也能達到限流的功能。



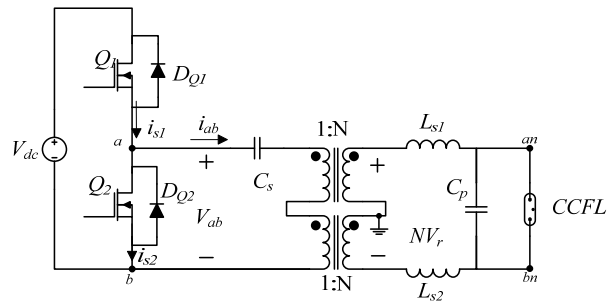
圖二 T8-單 U 管 CCFL 照明光源驅動架構。

A. 雙高壓驅動電路

本文所提出 T8-單 U 管 CCFL 之雙高壓驅動之電子安定器架構如圖三所示，利用 Class-D 半橋諧振式換流器，此架構包括兩個功率開關 Q_1 、 Q_2 ；一個隔離電容 (Blocking capacitor) C_s 及二組升壓變壓器與燈管組成的諧振電路。 Q_1 (Q_2) 包括一主動切換開關與一個反向並聯二極體 D_{Q1} (D_{Q2})。諧振換流器的主動切換開關 Q_1 與 Q_2 由兩組閘極訊號交互驅動導通，產生一方波電壓。並經由升壓變壓器將高頻電壓源升壓至所需之高壓，用以點亮燈管。變壓器的一次側繞組須串聯一個隔離電容 C_s ，阻隔直流成份避免變壓器磁通不平衡，其中諧振電感 L_{s1} (L_{s2}) 是由升壓變壓器之漏電感所產生，不需外加電感。[4-6]

一般將兩組閘極訊號之導通率設計為 45%，避免功率開關 Q_1 及 Q_2 同時導通而造成短路燒毀，因此必須在兩驅動訊號間設定短暫的怠滯時間 (Dead time)。若忽略怠滯時間， V_{gs2} 與 V_{gs1} 的導通率均為 d ，意指彼此間相移 180° 相位差。當功率開關切換頻率 f_s 高於諧振頻率 f_o 時，使得諧振槽為電感性，而諧振槽設計成電感性之優點為當 Q_1 導通後進入截止之瞬

間，因為電感電流不能突然改變之特性，電感電流強迫 D_{Q2} 比 Q_2 先行導通。之後， Q_2 接著導通，則 Q_2 在電流導通瞬間開關電壓 (V_{ds}) 為近乎零電壓，可順利達到開關切換時損失減少。同樣地， Q_1 亦為同理。



圖三 CCFL 電子安定器架構

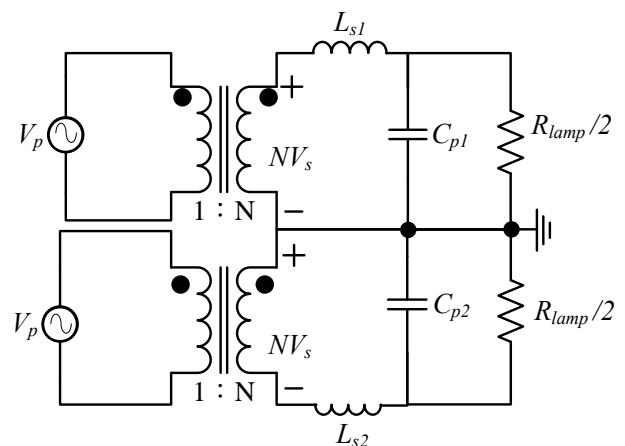
Class-D 半橋換流器電路輸出電壓 V_{ab} 大小為：

$$V_{ab} = \frac{\sqrt{2} \times V_{dc}}{\pi} \quad (1)$$

變壓器二次側電壓

$$NV_r = \frac{\sqrt{2} \times N \times V_{dc}}{\pi} \quad (2)$$

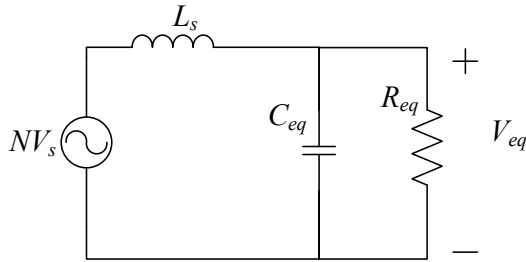
在冷陰極螢光燈管驅動電路，因考量到變壓器耐壓、體積與安全性等問題，在架構的選擇上使用單一換流器多組變壓器型。本文採用雙高壓電路驅動燈管，由於燈管兩端並無低壓端，而是為一相位相反之兩高壓供應給燈管兩端。因此，為了使電路分析上方便，將兩組變壓器中心接地，使得燈管電阻 R_{lamp} 中心虛接地，形成 $R_{lamp}/2$ ，諧振網路中 C_p 為 $2C_{p1}$ 與 $2C_{p2}$ ，位於變壓器一次側的 C_s ，因採用較大電容值的電容，擔任阻隔直流的工作，且 C_s 遠大於 C_p 在諧振參數電路的分析上將可把 C_s 可忽略，因變壓器一、二次側皆為串聯形式，則 Class-D 半橋串聯諧振式換流器電路輸出至單一變壓器電壓為 $V_{ab}/2 = V_p$ ；單一變壓器二次側電壓 $NV_r/2 = NV_s$ ，如圖四所示。



圖四 電子安定器兩組變壓器串聯燈管之等效電路

本文採用變壓器二次側與燈管串聯的型式，在電路的分析上，因變壓器與諧振網路所使用數目與燈管等效數目相同，且變壓器與諧振網路皆和燈管串聯成一個封閉的迴路，若每組變壓器匝比與特性均相同的

情況下，為了使電路分析方便，可將兩組諧振電路，等效為同一組諧振電路，如圖五所示的串聯諧振並聯負載電路。其中 C_{eq} 為 $2(C_p)=C_{p1}$ ； R_{eq} 為 $R_{lamp}/2$ ，若此串聯共振並聯負載網路，在功率開關切換頻率 f_s 與輸入電壓 NV_s 時，則輸出電壓 V_{eq} 可表示為：



圖五 並聯諧振負載之等效電路

$$V_{eq} = \frac{NV_s}{1 - \omega_s^2 L_s C_{eq} + j \frac{\omega_s L_s}{R_{eq}}} \quad (3)$$

$$= \frac{NV_s}{1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)^2 + j \frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)}$$

式(3)中 ω_o 及 Q_L 分別為電路的共振頻率與品質因數，其大小可用式(4)與(5)表示：

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s \times C_{eq}}} \quad (4)$$

$$Q_L = \frac{R_{eq}}{\omega_o \times L_s} \quad (5)$$

由式(3)得知輸出電壓 V_{eq} 與輸入電壓 NV_s 之間電壓增益 M_{Vr} ，如式(6)所示

$$M_{Vr} = \frac{1}{\sqrt{\left\{1 - \left[\frac{\omega_s}{\omega_o}\right]^2\right\}^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left[\frac{\omega_s}{\omega_o}\right]^2}} \quad (6)$$

變壓器及並聯諧振負載網路構成的諧振槽電路，此諧振槽在輸入電壓為 V_p 時，則輸出電壓 V_{eq} 可表示為：

$$V_{eq} = V_p \times N \times M_{Vr} = \frac{\sqrt{2} \times N \times V_{dc}}{2 \times \pi} \times M_{Vr} \quad (7)$$

由於CCFL 諧振電路直流電源 V_{dc} ，採用市電115V 經由LC濾波電路，再經橋式整流後輸入，而冷陰極燈管卻需高壓工作；因此，在換流器與負載之間就需要有夠大匝比的變壓器作升壓的動作，本文在換流器的直流輸入電壓為126V，則變壓器的匝數比將可表示為

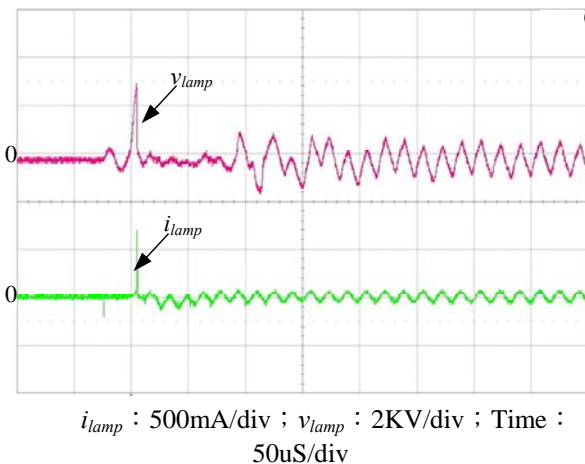
$$N = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{eq}}{\frac{\sqrt{2} V_{dc} \times M_{Vr}}{2 \times \pi}} \quad (8)$$

由式(8)中所推算之變壓器匝數比為25，為表一為諧振電路之電路參數。

表一 電路參數

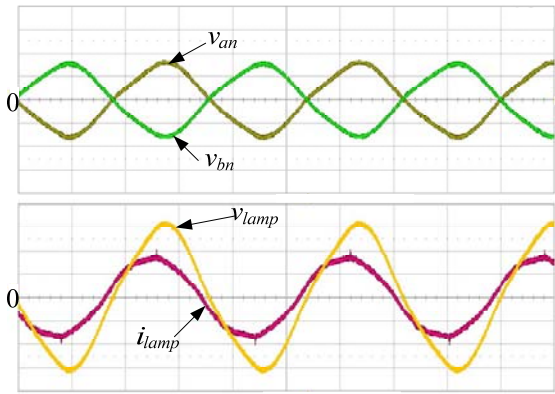
輸入電壓 V_{dc}	126V
燈管電流 i_{lamp}	12mA
工作頻率 f_s	55KHz
諧振頻率 f_o	51 KHz
$L_{s1} = L_{s2}$	268mH
C_s	470nF
C_p	18pF
N_s/N_p	25

圖五為燈管啟動暫態電壓電流波形，在啟動的瞬間燈管兩端電壓急速上升，當啟動電壓達到 2.5KV，此時燈管電極兩端有足夠的點燈電壓將管內氣體游離繼而產生電弧，電弧再激發燈管內壁的螢光粉，才將燈管點亮，燈管點亮後電流增大，而燈管電壓逐漸減小，此時燈管將近入穩態。



圖五 燈管啟動暫態電壓、電流波形

本文驅動串聯單 U 管冷陰極螢光燈，採用雙高壓驅動，圖六為穩態時之燈管相關波形，包含兩端對地電壓 V_{an} 與 V_{bn} 、燈管兩端電壓 V_{lamp} 及燈管電流 i_{lamp} ，如圖六所示。由市電電源端之輸入功率為 15.5W，單 U 管流明值為 984.3 lm、總發光效率為 63.5 lm/W。表二為市電變動與光輸出比較，由於本文之 T8-單 U 管 CCFL 照明光源，為了不改變傳統燈具之設備與安定器，直接替換傳統螢光燈管，需在 T8-CCFL 照明光源前串聯依傳統電磁式安定器接至市電端，由於傳統電磁式安定器之感值較大，依阻抗匹配原理所設計，再加上螢光燈管具有負增量電阻 (Negative Incremental Resistance) 之特性，當市電產生變動狀況下，使得流至螢光燈管電流所產生變動量較小，並符合市電輸入電壓之變動，冷陰極螢光燈之光變動在 80%~115% 之規範。



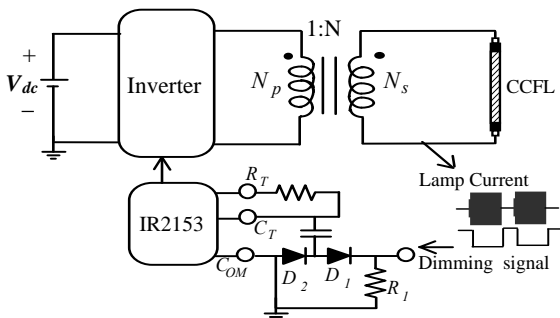
v_{lamp} : 500V/div ; i_{lamp} : 10mA/div ; v_{an} : 500V/div ;
 v_{bn} : 500V/div ; Time : 10uS/div

圖六 穩態電壓、電流波形
表二 市電變動與光輸出比較

電壓變動率(%)	90%	100%	110%
電壓(V)	103.5	115	126.5
電流(i)	0.137	0.1363	0.1362
總輸入功率(p)	13.9	15.4	17
燈管電壓(V)	1031	978	912
燈管電流(mA)	10.32	12	13.68
燈管功率(p)	9.7	11.2	12.1
燈管流明數(lm)	907.5	984.3	1088.8
光輸出變動量(%)	-7.8%	0%	+10.61%

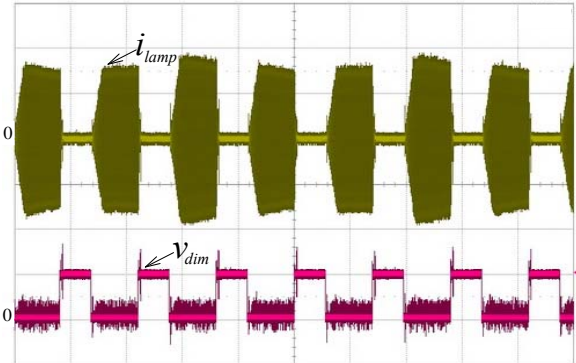
III. 調光電路

本文在調光方面，採用斷續脈波型(burst mode)的調光方法[7-11]，它是屬於數位調光的一種，圖七為其示意圖。主要係採用 IR2153 控制 IC 送出 55KHz 固定頻率、脈波寬度的脈波，作為換流器切換開關的觸發信號，再調整低頻 360Hz 脈衝訊號之責任週期之調光訊號來控制 IR2153 開、關之時間，當調光訊號大於 5V 使二極體 D_1 截止，迫使 IR2153 控制振盪頻率之腳位無對地電壓，此時 IC 無法送出頻率給功率開關。使得冷陰極螢光燈管電流呈現斷續型式，如圖八所示，達到調整燈管平均電流。當調光訊號責任週期變寬，冷陰極螢光燈於額定電流操作時間減少，平均電流減少亮度降低，反之責任週期減少則平均電流增加，亮度提升。此種調光方法具零電壓切換的功效，燈管調光時能達到高效率。



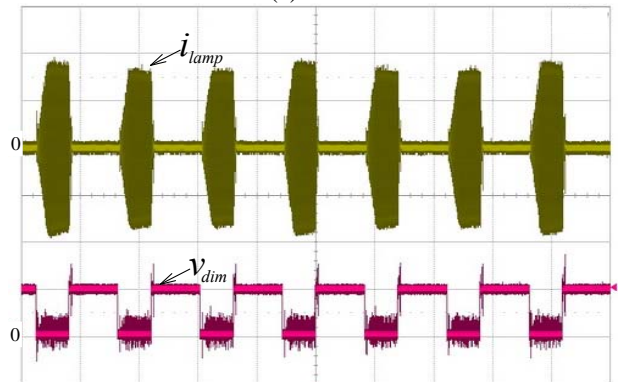
圖七 Burst mode 調光示意圖

圖八為利用 burst mode 方式調光之調光訊號電壓與燈管電流波形，燈管電流為 60%，如圖八(a)。市電電源端之輸入功率為 9.5W，單 U 管流明值為 583.96 lm、總發光效率為 61.47 lm/W。圖八(b)為燈管電流 40% 調光，市電電源端之輸入功率為 6.8W，單 U 管流明值為 351.75 lm、總發光效率為 51.72 lm/W。



i_{lamp} : 10mA/div ; v_{dim} : 5V/div ; Time : 2mS/div

(a) 60%



i_{lamp} : 10mA/div ; v_{dim} : 5V/div ; Time : 2mS/div

(b) 40%

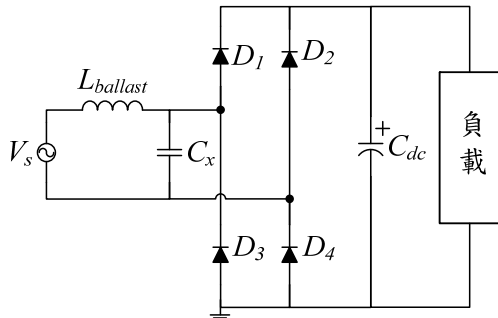
圖八 不同比例調光訊號 v_{dim} 與輸出燈管電流波形

IV. 以電磁式安定器之電感值設計被動功因修正

傳統的電磁式安定器在傳統螢光燈負載下的功率因數大約在 0.4 至 0.8 之間，因電源電壓而有所差異。電子安定器若無功因修正電路，功率因數只有 0.5 左右，總諧波失真更在 100% 以上，成了電力系統的污染源。本文結合傳統 T8 至 T12 燈具，在不汰換傳統燈具與電磁式安定器下，利用被動功因修正技術含電感與電容的 LC 濾波電路。然而傳統電磁式安定器作用就如同一電感，這會是被動功因修正電路中不可或缺的元素。如利用傳統電磁式安定器，只需在電路中加入電容，即可達到改善輸入特性，取代傳統電磁式安定器低功率因數之問題，並達到充分利用傳統電磁式安定器的效果。

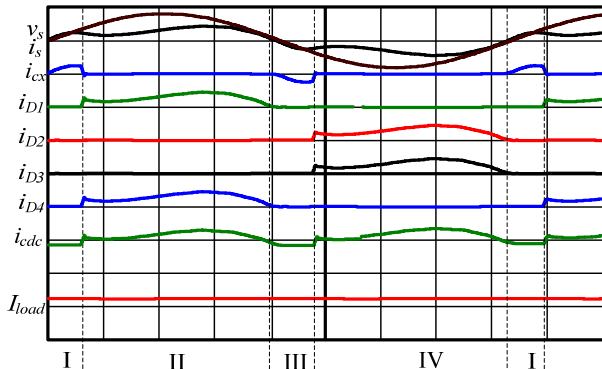
LC 濾波電路構造簡單，只須在原電路中加入電感電容，即可達到改善輸入特性之效果[12-13]。雖然，各種 LC 被動濾波電路架構，均可有效達到抑制諧波和改善功率因數的效果。為充分利用原有燈具之傳統電磁式安定器的電感值，本文選用下列兩種架構之被動功因修正電路。

第一型的LC濾波器基本上是一低通(Low pass)濾波電路，藉由傳統電磁式安定器的電感值 $L_{ballast}$ 與濾波電容 C_x 所構成，用以濾除整流電路所引起的高頻諧波電流並調整輸入端之電流相位以改善功率因數，降低總諧波失真，如圖九所示。



圖九第一型濾波電路

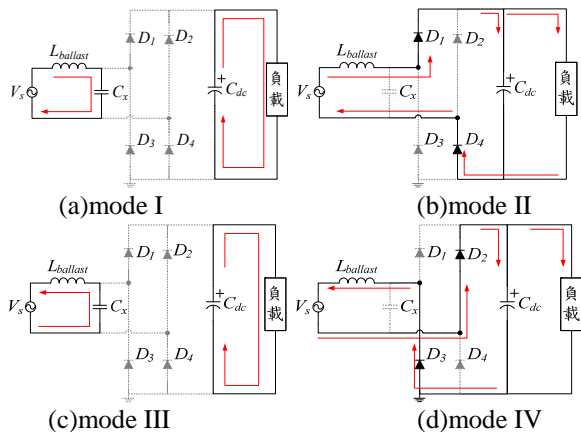
根據整流二極體的導通狀態，此濾波電路之動作原理可分為四個工作模式，如圖十所示。



圖十 第一型濾波導通電路電壓電流波形

在模式I (III)因直流側濾波電容電壓 V_{Cdc} 大於交流側濾波電容電壓 V_{Cx} ，使二極體 D_1 、 D_4 (D_2 、 D_3)均被逆向偏壓而截止。此時輸入電流經由濾波電感 $L_{ballast}$ 與濾波電容 C_x 構成一迴路，另外直流側濾波電容 C_{dc} 則對負載放電，如圖十一(a)與(c)所示。

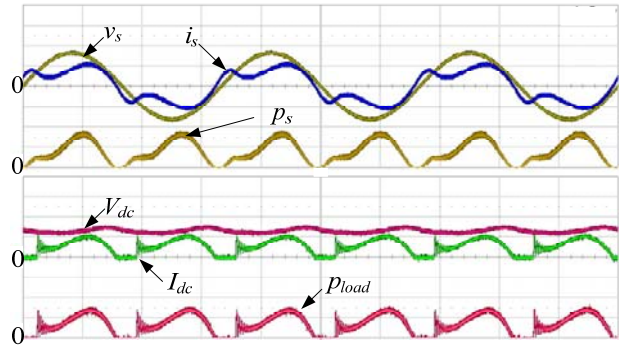
在模式II (IV)，因電容 C_x 跨壓 V_{Cx} 大於 $V_{Cdc}+V_d$ 之電壓，輸入電流經由濾波電感 $L_{ballast}$ 、二極體 D_1 、 D_4 (D_2 、 D_3)連接負載並對直流側濾波電容 C_{dc} 充電，構成一封閉迴路，如圖十一(b)與(d)所示。



圖十一 第一型濾波電路動作模式

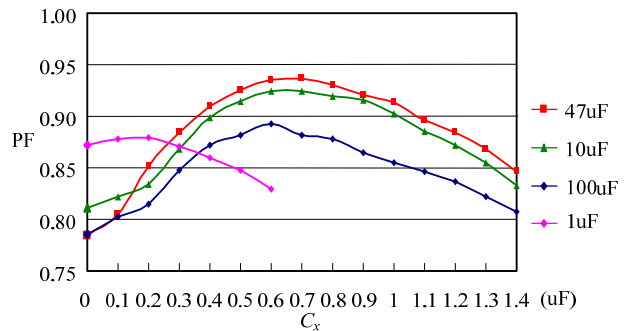
第一型濾波電路之輸入電壓與電流波形。總輸入功率為 15.5W，輸出至負載端功率為 13.2W，濾波電

路效率為 85.16%，如圖十二所示。本文以定負載功率方式模擬第一型濾波電路，分別利用電解電容 C_{dc} ：1 μ F、10 μ F、47 μ F 與 100 μ F，並調整交流側電容 C_x ，找出最佳的組合，功率因數可達 0.936，如圖十三所示。當 C_{dc} 使用 1 μ F 時電容儲能較小，相對其他電容值在橋式整流器之電流導通角較提前，功率因數也相對較高，但直流側電壓漣波高達 40%，如在交流側加入更多的濾波電容 C_x 對整體電路特性趨向電容性負載，對於功率因數修正反而不利。



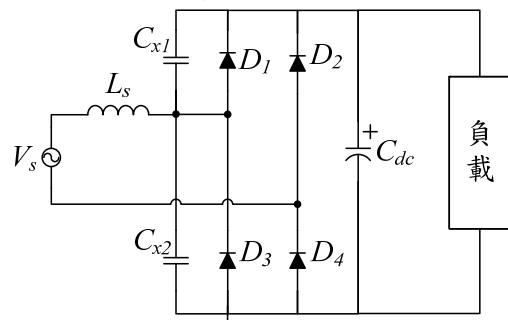
v_s : 100V/div ; i_s : 200mA/div ; p_s : 20W/div ;
 V_{dc} : 100V/div ; i_{dc} : 200mA/div ; p_{load} : 20W/div ;
Time : 5mS/div

圖十二 第一型濾波電路輸入輸出電壓、電流與功率波形



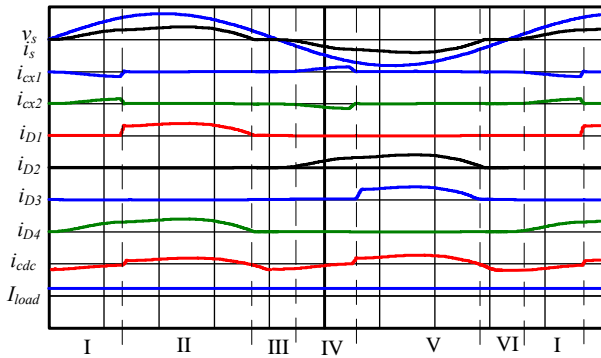
圖十三 第一型濾波電路電解電容 C_{dc} 與 PF 曲線

第二型的濾波電路由一個電感和兩個電容組成，其電感值延用傳統電磁式安定器之電感值 $L_{ballast}$ ，如圖十四所示。此架構利用兩隻旁路電容使輸入電流的導通，可不經二極體 D_1 、 D_2 ，直接由旁路電容 C_{x1} 、 C_{x2} 而導通，將可延長輸入電流通過的時間，達到將波形整形的目的。為了保有正負半週電流對稱的性質，兩電容值必須相等。



圖十四 第二型濾波電路

根據整流二極體的導通狀態，此濾波電路之動作原理可分為六個工作模式，如圖十五所示。

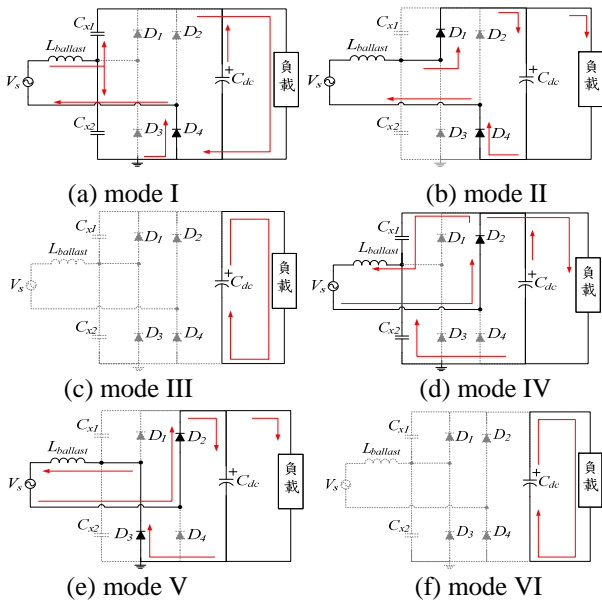


圖十五 第三型濾波導通電路電壓電流波形

模式I，輸入電流 i_s 經傳統電磁式安定器之電感 $L_{ballast}$ ，分別流經兩個濾波電容 C_{x1} 、 C_{x2} ，流過 C_{x1} 之電流 i_{cx1} 會經由負載與二極體 D_4 流回市電端；另外流過 C_{x2} 之電流 i_{cx2} 會直接經由二極體 D_4 流回市電端，如圖十六(a)所示。

模式II由於電容 C_{x2} 上跨有 $V_{Cdc} + V_d$ 之正電壓，因此二極體 D_1 因順偏而導通。輸入電流經由濾波電感 $L_{ballast}$ 、二極體 D_1 (D_4) 連接負載並對直流側濾波電容 C_{dc} 充電，構成一封閉迴路，如圖十六(b)所示。

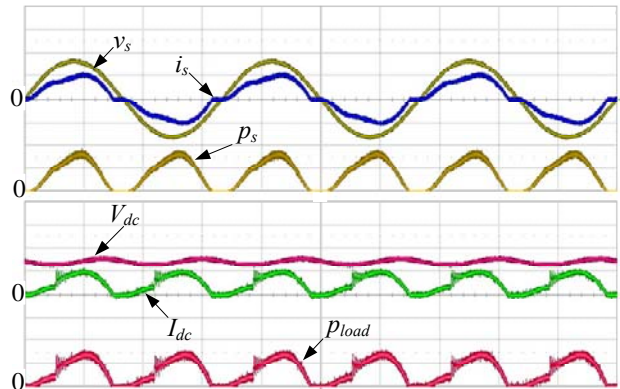
模式III中，當輸入電壓小於直流側濾波電容 V_{Cdc} 時，二極體 D_1 (D_4) 因逆向偏壓而截止，輸入電流呈不連續導通模式，此時直流側濾波電容 C_{dc} 則對負載做放電之動作，如圖十六(c)所示。模式IV~VI對稱於上述之模式I~III，如圖十六(d)~(f)。



圖十六 第二型濾波電路動作模式

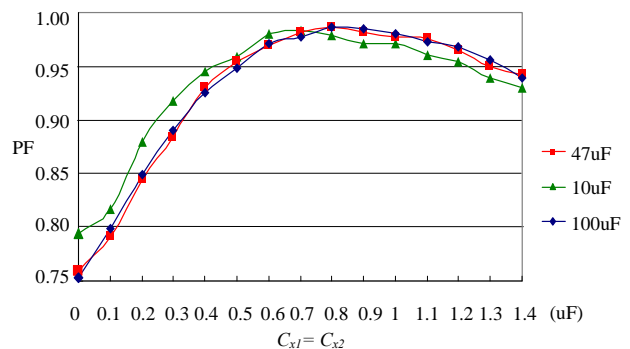
第二型濾波電路的電源電壓與輸入電流波形，總輸入功率為15.6W，輸出至負載端功率為13.2W，濾波電路效率為84.61%，如圖十七所示。由於在模式一與模式四時，經由濾波電容 C_{x1} 或 C_{x2} 的電流直接流回市電端，造成少量的損失，導致在效率方面略遜第一型濾波電路。且在交流側比第一型濾波電路多使用一個濾波電容 C_{x2} ，在體積方面相較於第一型濾波電

路大，不過在功率因數表現尚可達到極高之效果。如圖十八為第二型濾波電路之電解電容 C_{dc} 對功率因數曲線，功率因數可達0.9859。



v_s : 100V/div ; i_s : 200mA/div ; p_s : 20W/div ;
 V_{dc} : 100V/div ; i_{dc} : 200mA/div ; p_{load} : 20W/div ;
Time : 5mS/div

圖十七 第二型濾波電路輸入輸出電壓、電流與功率波形



圖十八 第二型濾波電路電解電容 C_{dc} 與 PF 曲線

V. 結論

本文置入 13 瓦 55 公分單 U 型燈管的 CCFL 於傳統 60 公分長的 T8 透明燈管內，將高效能反光板置於燈管內部中央，使 CCFL 光源投射於同一方向，且利用反光板背面與燈管之間僅存空間，置入 CCFL 驅動電路。本文利用 Class-D 半橋諧振式換流器技術，並將變壓器與單 U 管構成單一迴路，完成 T8-單 U 型管 CCFL 驅動電路。本文直接使 T8-單 U 型 CCFL 裝設於傳統含電磁式安定器 T8-18W 燈具之腳座，並充分利用傳統電磁式安定器與加入濾波電容，即可達到改善功率因數輸入特性。經實驗證明利用第二型濾波電路，功率因數可達 0.985。本文之 T8-單 U 型 CCFL 符合市電輸入電壓之變動，冷陰極螢光燈之光變動在 80%~115% 之規範。本文使用斷續脈波型(burst mode)的調光方法，使冷陰極燈管電壓斷續輸出，並設計燈管電流 100%、60%與 40%之三段調光功能，滿足用戶所需要的亮度，減少不必要的能源浪費。

參考文獻

- [1] Emanuel, A.E., Peretto, L. , “ The Response of Fluorescent Lamp with Magnetic Ballast to Voltage Distortion, ” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 12, No. 1, Jan. 1997, pp. 289-295.
- [2] Kazimierczuk, M.K., Szaraniec, W., “ Electronic ballast for fluorescent lamps, ”IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, No. 4, Oct. 1993, pp. 386-395.
- [3] Hammer, E.E. , “ Starting voltage characteristics of 40-W biaxial fluorescent lamps, ”IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, No. 3, June 1990, pp. 498-502.
- [4] M. Gulko and S. B. Yaakov, “Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRL): Theory and Application as a Discharge Lamp Driver,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 3, June 1994, pp. 285-291
- [5] Y. L. Lin and A. F. Witulski, “Analysis and Design of Current-Fed Push Pull Resonant Inverters-Cold Cathode Fluorescent Lamp Drivers,” IEEE Industry Applications Society 1996 IAS Annual Meeting, Vol. 4, No. 4, October 1996, pp. 2149-2152.
- [6] M. Jordan and J. A. O'Connor, “Resonant Fluorescent Lamp Converter Provides Efficient and Compact Solution,” IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC, March 1993, pp. 424-431.
- [7] Hwu, K.I., Y. H. Chen, “ A Novel Dimming Technique for Cold Cathode Fluorescent Lamp, ” in Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Nov 2007, pp. 1085 – 1090.
- [8] Yi-Hwa Liu, “ Design and Implementation of an FPGA-Based CCFL Driving System With Digital Dimming Capability, ”IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, No. 6, Dec. 2007, pp. 3307-3316.
- [9] Chang-Hua Lin, “ Digital-Dimming Controller With Current Spikes Elimination Technique for LCD Backlight Electronic Ballast, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, No. 6, Dec. 2006, pp. 1881-1888.
- [10] Chang-Hua Lin , “ The design and implementation of a new digital dimming controller for the backlight resonant inverter, ” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, No. 6, Nov. 2005, pp. 1459-1466.
- [11] Wood, P., N., “Flourescent ballast design using passive PFC and crest factor control, ” in Industry Applications Conference, St. Louis, MO, Oct. 1998, pp. 2076 - 2081.
- [12] Moo, C. S., Cheng, H. L., Guo, S. J., “Designing passive LC filters with contour maps [for diode bridge rectifiers], ” in Power Electronics and Drive Systems, May 1997, pp. 834 - 838 vol.2.
- [13] Yaow-Ming Chen , “Passive filter design using genetic algorithms, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, No. 1, Jan. 2003, pp. 202-207.